

# Dynamic-Simulation을 통한 영구자석형 횡자속 회전기의 인덕턴스 추정

논문  
59-4-7

## Inductance Estimation of Permanent Magnet Type Transverse Flux Rotating Motor Using Dynamic-Simulation

김 광 운\* · 김 지 원\*\* · 정 연 호\*\* · 이 지 영\*\* · 강 도 현\*\* · 장 정 환†

(KwangWoon Kim · JiWon Kim · YeonHo Jung · JiYoung Lee · DoHyun Kang · JungHwan Chang)

**Abstract** - This paper presents Dynamic-Simulation to estimate the inductance of a permanent magnet type transverse flux rotating motor by applying the real-time parameter estimation theory. As transverse flux rotating motor has the complex structure, it can happen to some errors between real value and designed one with respect to the inductance. To reduce this kinds of errors, the real-time parameter estimation theory was applied to dynamic-simulation. And then, By comparing the estimated inductance and designed one, it is realized that the real-time parameter estimation theory can be applied in the permanent magnet type transverse flux rotating motor.

**Key Words** : Permanent Magnet Type Transverse Flux Rotating Motor, Dynamic Simulation, real-time parameter Estimation, Inductance.

### 1. 서 론

영구자석형 횡자속 전동기는 일반 영구자석 여자 동기 전동기에 비해 영구자석에 의한 자기력뿐만 아니라 톨력턴스력을 크게 이용할 수 있는 구조를 가지고 있어 단위 무게당 추력이 높다. 이러한 높은 추력밀도는 소형 경량화된 시스템과 Direct Drive-용에 적합하기 때문에 저속 고토크를 필요로 하는 분야에서 관심을 받고 있다[1],[2]. 영구자석형 횡자속 전동기는 기존의 종자속 전동기와 비교하여 이동자의 이동 방향과 자속의 이동 방향이 다르다. 일반적인 전동기는 주 자속의 흐름이 이동자의 이동방향에 평행한 반면 횡자속 전동기는 주 자속의 흐름이 이동자의 이동방향에 대해 횡방향으로 되어있다. 이러한 구조는 기존 영구자석 전동기에 비해 복잡한 구조를 가지게 되며, 이는 실제 전동기 제작에 어려움이 많다. 또한 영구자석으로 인해 이미 국부적으로 자성재질이 포화되어 있는 상태에서 권선 기자력이 인가됨에 따라 더욱 심한 비선형 특성을 가지게 되므로 실제 전동기 특성, 특히 실제 인덕턴스 값과 설계된 인덕턴스 값과는 큰 오차가 발생할 수 있다. 이러한 큰 오차는 정확한 전동기 파라메타가 필요한 센서리스 알고리즘 구현 등에 많은 문제점과 어려움을 가지게 된다. 그래서 본 논문에서는 실시간 파라메타 추정 알고리즘을 3D-FEM 해석결과를 이용해 구현한 동특성 시뮬레이션에 적용해 정확한 인덕턴스 추정여부를 확인하였다. 전동기 모델링을 실제 3D-FEM 해석

결과를 이용하였기 때문에 실시간 파라메타 추정 알고리즘에 의해 추정된 인덕턴스 값과 실제 설계된 인덕턴스 값과 비교하여 인덕턴스 추정 알고리즘의 타당성 및 적용가능성을 확인할 수 있다.

### 2. 본 론

#### 2.1 영구자석형 횡자속 회전기 인덕턴스 산정방법

철심 코어를 사용하는 일반 전동기에서 자성재질의 비선형성으로 인해 일정한 값을 가지지 않는 인덕턴스를 고려하기 위해 표 1과 같이 인덕턴스를 분류할 수 있다[4],[5],[6]. 표 1에서처럼 인덕턴스들은 전류와 자속간의 관계를 여러 가지 기술기에 대해서 정의할 수 있고, 그림 1과 같이 표현할 수 있다. 영구자석형 횡자속 회전기의 경우 인덕턴스를 산정할 때 영구자석을 사용하고 자성체가 심하게 포화되는 자기회로적 특징을 가지고 있어 주로 3D-정자계 해석결과와 자속데이터를 이용한 증분(Incremental) 인덕턴스나 미분(Differential)인덕턴스로 구한다[3].

표 1 인덕턴스 분류

Table 1 Classification of inductance

인덕턴스 종류	수학적 정의
유효(effective) 인덕턴스	$\frac{2 \times W_{st}}{i^2}$
겉보기(apparent) 인덕턴스	$\frac{\lambda}{i}$
증분(Incremental) 인덕턴스	$\frac{\Delta \lambda}{\Delta i}$
미분(Differential) 인덕턴스	$\frac{d\lambda}{di}$

\* 준 회원 : 과학기술연합대학원대학교 에너지변환공학과

\*\* 정 회원 : 한국전기연구원 전동력연구센터

† 교신저자, 정회원 : 동아대학교 전기공학과 조교수

E-mail : cjhwan@dau.ac.kr

접수일자 : 2010년 2월 9일

최종완료 : 2010년 3월 12일

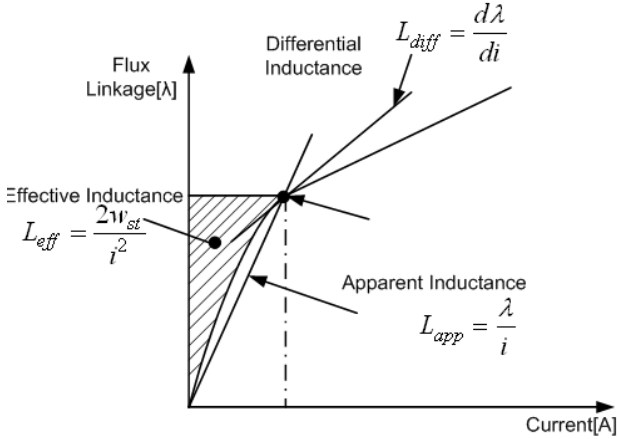


그림 1 인덕턴스 정의  
Fig. 1 Definition of inductance

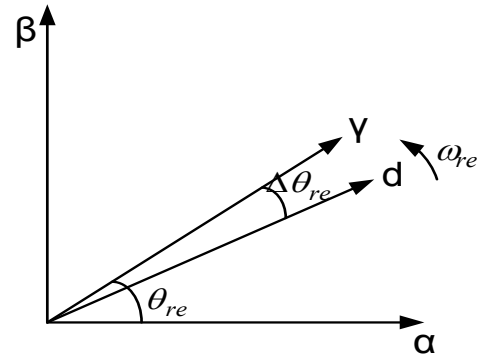


그림 2 추정된 벡터도  
Fig. 2 Estimated vector diagram

2.2 제안된 실시간 파라미터 추정 알고리즘

제안된 방법은 횡자속형 전동기의 수학적 모델링과 동특성 시뮬레이션 결과인 전압 및 전류로부터 인덕턴스를 추정하는 알고리즘이다[7],[8],[9]. 횡자속형 전동기는 설계관점에서 영구자석형 동기전동기의 한 종류이기에 동일한 영구자석형 동기전동기의 수학적 모델을 사용하였다. 식(1)은 영구자석형 동기전동기의 동기좌표계에서의 수학적 모델이다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \lambda_{PM} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)을 그림 2와 같이 추정 좌표계  $\gamma$ - $\delta$ 로 변환 후 샘플링 타임  $T_s$  에 대해 이산수식으로 나타내면 식(2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} i_\gamma(k) \\ i_\delta(k) \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma(k-1) \\ i_\delta(k-1) \end{bmatrix} + B \cdot \begin{bmatrix} V_\gamma(k-1) \\ V_\delta(k-1) \end{bmatrix} + C \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{R_s l_0 T_s}{L_d L_q}\right) I + \frac{R_s l_1 T_s}{L_d L_q} Q(2\Delta\theta_{re}) + \frac{\omega(L_d^2 + L_q^2) T_s}{2L_d L_q} J - \frac{\omega(L_d^2 - L_q^2) T_s}{2L_d L_q} S(2\Delta\theta_{re})$$

$$B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} = \frac{l_0 T_s}{L_d L_q} I - \frac{l_1 T_s}{L_d L_q} Q(2\Delta\theta_{re})$$

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \frac{\omega \lambda_{PM} T_s}{L_q} \begin{bmatrix} \sin\Delta\theta_{re} \\ -\cos\Delta\theta_{re} \end{bmatrix}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q(2\theta_{re}) = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{re} & \sin 2\theta_{re} \\ \sin 2\theta_{re} & -\cos 2\theta_{re} \end{bmatrix},$$

$$S(2\theta_{re}) = \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_{re} & \cos 2\theta_{re} \\ \cos 2\theta_{re} & \sin 2\theta_{re} \end{bmatrix}$$

$$l_0 = \frac{(L_d + L_q)}{2}, \quad l_1 = \frac{(L_d - L_q)}{2}$$

여기서 식 (2)를 순환최고자승법(Recursive Least Square Method)으로 사용하기 위해 다음과 같이 식(3)으로 변환한다.

$$y = \Theta \cdot z \quad (3)$$

여기서,

$$y = [i_\gamma(k) \ i_\delta(k)]^T,$$

$$z = [i_\gamma(k-1) \ i_\delta(k-1) \ V_\gamma(k-1) \ V_\delta(k-1) \ 1]^T,$$

$$\Theta = [A \ B \ C] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & b_{11} & b_{12} & c_1 \\ a_{21} & a_{22} & b_{21} & b_{22} & c_2 \end{bmatrix}^T$$

식(3)에서 행렬 $\Theta$ 는 전동기 파라미터를 포함하는 임의의 행렬이며, 이를 추정하기 위해 추정좌표계의 전압 및 전류로부터 순환최고자승법을 사용한다.

이 방법은 기본적으로 식(4)와 같이 추정에러의 제곱이 최소가 되게 하기 위한 행렬  $\Theta$ 를 찾는 것이다.

$$\varepsilon_i = (y - \hat{\Theta} \cdot z)^2 \quad (4)$$

여기서 실시간으로 행렬 $\Theta$ 를 추정하기 위해 순환최고자승법이 식(5), (6)과 같이 사용되었다.

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + [y - \hat{\Theta}(k-1) \cdot z] \cdot z^T \cdot P(k) \quad (5)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} (P(k-1) - P(k-1)z \cdot (\lambda + z^T P(k-1)z)^{-1} z^T P(k-1)) \quad (6)$$

식(5)의  $z^T \cdot P(k)$  행렬은 기본적으로 측정된 값과 예측된 값과의 차이에 비례하며, 그 행렬의 원소는 이전의 추정된 값이 어떻게 결합되어야 하는지에 대한 Weighting Factor이다. 또한 식(6)의 계수  $\lambda$ 는 Forgetting Factor로써 불필요한 이전 입력값(전압,전류)를 삭제하는 역할을 하며 주로  $\lambda$ 의 범위는 0에서 1사이에 있다[7]. 이러한 순환최고자승법을 이용하여 임의의 행렬 $\Theta$ 를 얻을 수 있다. 하지만 행렬  $\Theta$ 로부터 전동기 파라미터를 얻기는 매우 복잡한 과정이 필요하기 때문에 여기서는 행렬 $\Theta$ 의 요소로부터 일정한 규칙으로 식(7)을 이용하였다[9].

$$E_1 = b_{11} + b_{22} = \frac{2l_0}{L_d L_q} T_s, \quad E_2 = a_{11} + a_{22} - 2 = -\frac{2R_s l_0}{L_d L_q} T_s, \quad (7)$$

$$E_3 = \sqrt{(b_{11} - b_{22})^2 + (b_{12} + b_{21})^2} = -\frac{2l_1}{L_d L_q} T_s.$$

식(7)을 이용하여 전동기 파라미터인  $L_d, L_q$ 를 식(8)과 같이 추정할 수 있다[9].

$$\hat{L}_d = \frac{2T_s}{E_1 + E_3}, \quad \hat{L}_q = \frac{2T_s}{E_1 - E_3} \quad (8)$$

다음 표 2는 시뮬레이션에 적용한 계인값이다.

표 2 시뮬레이션 계인 상수

Table 2 Simulation Gain value

기호	설명	상수
$\lambda$	Forgetting factor	0.89
$P_0$	Initial matrix of P(k)	$\begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 100 \end{bmatrix}$
$\theta_0$	Initial matrix of $\theta(k)$	$\begin{bmatrix} 10000 & 10000 & 10000 & 10000 \\ 10000 & 10000 & 10000 & 10000 \end{bmatrix}$

### 2.3 동특성 시뮬레이션 구성

#### 2.3.1 전동기 사양

동특성 시뮬레이션 구성에 사용된 전동기 사양은 표 3과 같으며, 전동기의 3D-정자계 해석 결과는 그림 3, 그림 4과 같다.

표 3 전동기 사양

Table 3 Specification of motor

설명	상수	단위
Rated power	1.3	kW
Phase Number	2	-
Rated torque	52	N·m
Rated speed	250	rpm
Number of poles	60	-
Rated current	6	Arms
Phase Resistance	0.56	Ohm
Phase Inductance	16~18	mH
Inertia of motor	0.075	$kg \cdot m^2$

#### 2.3.2 전동기 모델링

영구자석형 횡자속 회전기는 각각의 상들이 전기, 자기적으로뿐만 아니라 기계적으로 완전히 서로 독립되어 있으므로 상호 인덕턴스는 존재하지 않는다. 따라서 모델링을 구성할 때 한 상을 구성한 후 다른 상은 위상만 달리해 주면 된다. 예를 들어, 본 논문에 사용된 전동기는 2상이므로 90도 위상차를 주어 모델링을 할 수 있다[10].

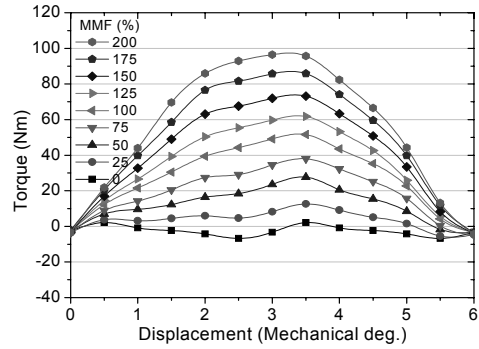


그림 3 한 상의 토크

Fig. 3 Torque per one phase

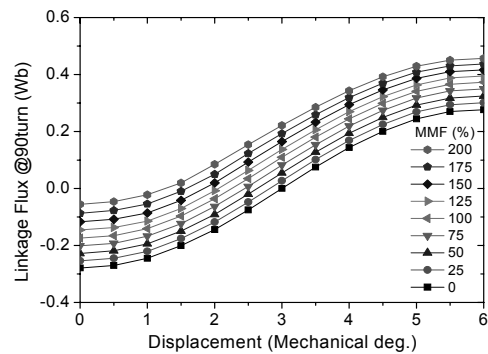


그림 4 권선 기자력에 따른 자속 변화

Fig. 4 Flux linkage according to MMF variation

$$V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} = Ri + N \frac{d\Phi}{dx} \frac{dx}{dt} + N \frac{d\Phi}{di} \frac{di}{dt} \quad (9)$$

$$= Ri + \omega \frac{d\lambda}{dx} + \frac{d\lambda}{di} \frac{di}{dt}$$

$$L = \frac{d\lambda}{di} \quad (10)$$

$$E = \omega \frac{d\lambda}{dx} \quad (11)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (12)$$

식(9)는 일반적인 전동기의 전압방정식으로 식(9)를 이용하여 그림 5와 같이 전압방정식 모델을 구성하였다. 여기서 자속항은 그림 4의 3D-FEM 자속데이터를 이용하였으며 이렇게 하여 얻은 전압방정식으로부터 정확한 식(10)의 상 인덕턴스 및 식(11)의 역기전력을 얻을 수 있다.

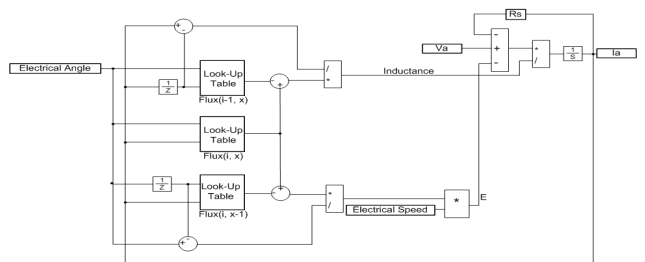


그림 5 전압방정식 블록도

Fig. 5 Block diagram of voltage equation

다음은 식(12)의 토크방정식을 이용하여 그림 6과 같이 기계방정식 모델을 구성하였다. 여기서 전자기적 토크  $T_e$  [Electromagnetic-Torque]는 그림 3의 3D-FEM 토크 데이터를 이용하였다[10].

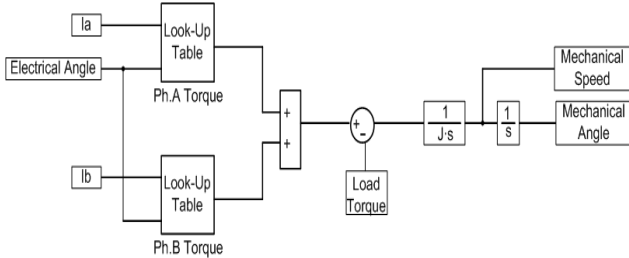


그림 6 토크방정식 블록도  
Fig. 6 Block diagram of torque equation

### 2.3.3 파라미터 추정 모델링

다음은 실시간 파라미터 추정을 위한 모델링이다. 그림 7과 같이 입력과 출력단에 각각 전처리 필터와 후처리 필터를 연결하여 노이즈 성분의 신호를 제거하였으며, 파라미터 추정 블록은 2.2절의 수식을 S-function으로 구현하였다.

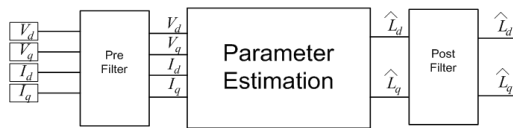


그림 7 Parameter estimation 블록도  
Fig. 7 Block diagram of parameter estimation

### 2.3.4 전체 동특성 시뮬레이션 모델 구성

영구자석형 횡자속 회전기는 각상이 서로 독립적인 구조로 되어 있어 있으며, 90도의 위상차를 가지고 있기 때문에 다음 그림 9와 같이 전체 동특성 시뮬레이션 모델을 구성할 수 있다. 우선 기본적으로 정좌표계인  $\alpha - \beta$ 프레임을 각각 B상, A상으로 정할 수 있으며 이러한 상태를 벡터도로 표현해 보면 그림 8과 같다. 따라서 일반적인 3상 시스템을 생각하면, 이미 정지 좌표계로의 변환은 이루어져 있으므로 d-q회전 좌표계로의 변환인 Park's transform만을 수행하게 되면, 일반 3상 전동기 제어와 유사하게 벡터제어를 수행할 수 있게 된다.

### 2.3.5 동특성 시뮬레이션 결과

실시간 파라미터 추정 알고리즘을 적용하여 추정된 인덕턴스는 각각 d-축 인덕턴스, q-축 인덕턴스이다. 이렇게 추정된 인덕턴스의 타당성을 검증하기 위해 그림 10에서 보는 바와 같이 동특성 시뮬레이션으로부터 얻은 상미분(differential) 인덕턴스와 비교분석하였다. 보통 상미분(differential)인덕턴스의 0[radian]에서의 값은 d-축 인덕턴스이고,  $\frac{\pi}{2}$ [radian]에서의 값은 q-축 인덕턴스이다. 상미분(differential)인덕턴스로부터 얻은 실제 전동기의 d-축 인덕턴스는 16[mH]이고, q-축 인덕턴스는 18[mH]이다. 이러한 값들은 그림 10에서 보는 바와 같이 실제 추정된 d-축 인덕턴스 및 q-축 인덕턴스와 같음을 확인할 수 있다.

rential)인덕턴스로부터 얻은 실제 전동기의 d-축 인덕턴스는 16[mH]이고, q-축 인덕턴스는 18[mH]이다. 이러한 값들은 그림 10에서 보는 바와 같이 실제 추정된 d-축 인덕턴스 및 q-축 인덕턴스와 같음을 확인할 수 있다.

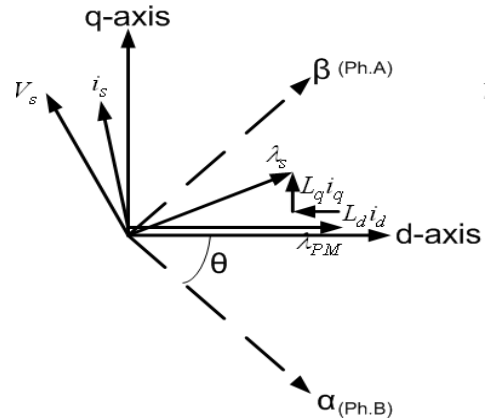


그림 8 횡자속 전동기 벡터도  
Fig. 8 Vector digram of Transverse Flux Machine

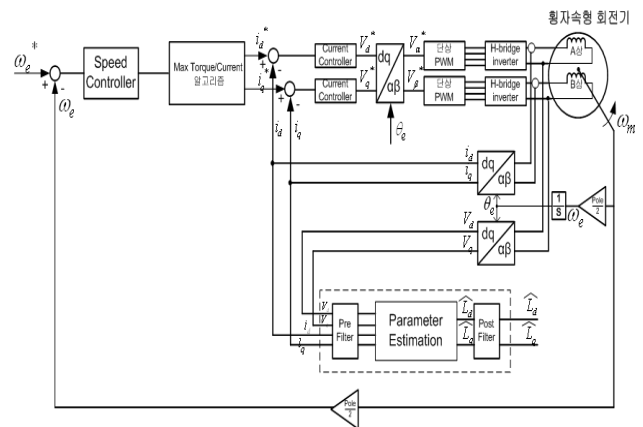


그림 9 전체 동특성 시뮬레이션 블록도  
Fig. 9 Total Block digram of dynamic simulation

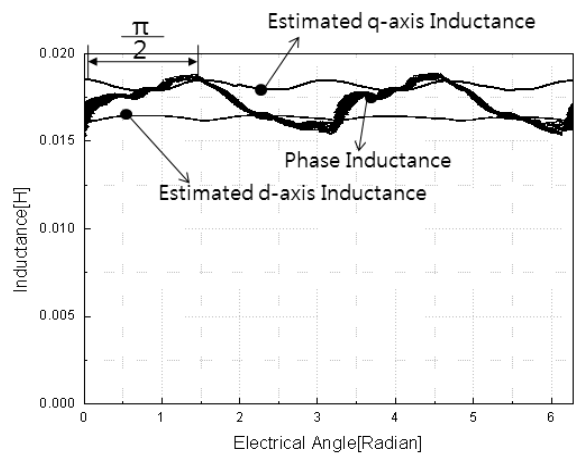


그림 10 전동기 인덕턴스  
Fig. 10 Motor inductance

### 3. 결 론

본 논문에서는 실시간 파라미터 추정 알고리즘을 적용하여 영구자석형 횡자속 회전기의 인덕턴스를 실시간으로 추정하기 위한 알고리즘을 제안했다. 이 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 실제 전동기의 3D-FEM 데이터를 Look-up 테이블 형태로 만든 동특성 시뮬레이션 모델을 구성하였다. 동특성 시뮬레이션 결과 추정된 d-축 인덕턴스와 q-축 인덕턴스는 설계된 전동기의 미분(differential)인덕턴스와 동일함을 검증하였다. 이러한 사실로부터 실시간 파라미터 추정 알고리즘을 실제 영구자석형 횡자속 회전기 제어기에 적용할 경우 그동안 문제점으로 지적되었던 인덕턴스의 오차를 확인할 수 있을뿐더러 정확한 값을 실시간으로 추정할 수 있는 가능성을 얻었다. 이는 실제 제작된 영구자석형 횡자속 회전기의 인덕턴스 값을 정확히 추정함으로써 센서리스 제어 및 단위전류 당 최대토크제어(MTPA)등과 같이 정확한 전동기 파라미터값이 필요한 제어 알고리즘에 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

### 참 고 문 헌

[1] 강도현, Herbert, "철도 차량용 고효율 횡축형 전동기 설계에 관한 연구", 전기학회 논문지, 48B권, 6호, pp.301-308, 1999, 6.1]

[2] 강도현, 김문환, "자기부상 열차용 부상 및 안내 결합형 횡자속 선형 전동기 설계에 관한 연구", 전기학회 논문지, 49B권, 2호, pp.102-109, 2000.

[3] 이지영, 류호길, 홍정표, 정수진, 강도현, "영구자석형 횡자속 선형전동기의 인덕턴스 산정에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, B권, pp.948-951, 2003, 7

[4] N.A.Demerdash, and T.W.Nehl, "Electric Machinery Parameters and Torques by current and energy perturbations from field computations-Part II: Applications and results," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, pp.1514-1522, December, 1999

[5] Miklos Gyimesi and Dale Ostergard, "Inductance Computation by Incremental Finite Element Analysis", CEFC 98, Tucson, p327, 1998

[6] K. K. Sivadasn, "Analysis of Self-Sensing Active Magnetic Bearings Working on Inductance Measurement Principle," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 32, No. 2, pp. 329-334, March, 1996.

[7] Iwata,A; Ichikawa,S; Tonita,M; Doki,S; Okuma,S, "Position and velocity sensorless control of SynRMs using on-line parameter identification", IECON'03, Vol 3, 2-6 pp.2156-2161, 2003

[8] Ichikawa,S; Iwata,A; Tonita,M; Doki,S; Okuma,S, "Sensorless control of synchronous reluctance motors using an on-line parameter identification method taking into account magnetic saturation", PESC'04,

vol 5, 20-25 pp.3311-3316,2004

[9] Ichikawa,S; Tonita,M; Doki,S; Okuma,S, "Sensorless control of Permanent-magnet synchronous motors using online parameters identification based on system identification theory", IEEE Trans. vol 53, pp.363-372, 2006

[10] Do Hyun Kang; Ji Won Kim; Kisck, D.O; Navrapescu, V; Kisck,M, "Dynamic Simulation of the Tranverse Flux Machine using Linear Model and Finite Element Method", IECON'07, vol 5-8, pp.1304-1309,207

## 저 자 소 개



### 김 광 운 (金光雲)

1982년 6월 4일생, 2008년 강원대학교 전기전자정보통신공학부 졸업. 2008년-현재 과학기술연합대학원대학교 에너지변환공학과 재학중



### 김 지 원 (金志元)

1971년 9월 20일 생. 1994년 서울시립대학교 제어계측공학과 졸업. 1996년 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2005년 부산대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1996년-현재 한국전기연구원 산업전기연구본부 선임연구원



### 정 연 호 (鄭然鎬)

1968년 3월 10일 생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업(학사). 1996년 충남대 대학원 졸업(석사). 2007년 동 대학원 졸업(공학박사). 1996~현재 한국전기연구원 전동력연구센터 선임연구원. 초고속 영구자석전동기 및 발전기 설계 분야



### 이 지 영 (李旨榮)

1977년 5월 26일 생. 2000년 창원대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박사). 2006년-현재 한국전기연구원 산업전기연구본부 선임연구원



**강도현 (姜道鉉)**

1958년 9월 21일 생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 독일 Braunschweig대 졸업(공박). 1989년-현재 한국전기연구원 산업전기연구본부 본부장



**장정환 (張正煥)**

1968년 생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 정밀기계공학과 졸업(공박). 2001년-2002년 한양대학교 BK 기계사업단 post-doc. 2002년-2003년 U.C.Berkeley 기계공학부 Research Fellow. 2004년-2008년 한국전기연구원 선임연구원. 2009년-현재 동아대학교 전기공학과 조교수